
Les composants de l'électronique de puissance

«Rien ne va de soi. Rien n'est donné. Tout est construit. »

Gaston Bachelard in « La Formation de l'esprit scientifique » .

Résumé

L'électronique de puissance utilise des composants semi-conducteurs pour réaliser les **fonctions de commutation** (interrupteurs) chargées d'adapter les tensions et les courants issus d'un réseau de distribution pour satisfaire les besoins de la charge à alimenter.

Les **commutateurs non commandés** sont réalisés par les **diodes de puissance**. Lorsque les applications nécessitent une intervention extérieure, les **composants commandables** entrent en jeu : parmi ceux-ci, le document se limite à l'étude des **thyristors** et des **transistors** de puissance **bipolaires** ou **MOS**. Un bref aperçu du transistor IGBT, plus moderne, est présenté pour terminer.

L'étude de la **diode de puissance** commence par un rappel de ses fonctions, considérée parfaite et **fonctionnant en commutation**. Une extension relative aux **imperfections** essentielles amène naturellement aux **critères de son dimensionnement** tout en précisant les **moyens de sa protection**.

Élément majeur de l'électronique de puissance (en tous cas historiquement), le **thyristor** a un comportement proche de la diode avec la propriété d'une **conduction commandable électriquement**. Suivant le même plan que précédemment, sa description commence par l'élément parfait tandis que les moyens d'obtenir sa conduction et son blocage, par commutation naturelle ou forcée, sont précisés. Les **caractéristiques réelles** imposent des **conditions de fonctionnement** plus **contraignantes**. Similaires à ceux de la diode, le choix et la protection d'un thyristor en suivent les mêmes règles. Mais puisque ce composant est commandable, une large description des **circuits de commande** est réalisée : modèle électrique de la broche de commande, nature des signaux de contrôle et précaution de l'isolation galvanique (abordée par des moyens électromagnétiques ou électro-optiques).

Technologiquement plus récent, le **transistor bipolaire** supprime le thyristor pour les applications de moyenne puissance. Il peut se comporter comme un commutateur aisément contrôlable à l'ouverture et à la fermeture ce qui permet une **commande plus aisée**. Caractéristiques parfaites puis réelles permettent de fixer les éléments de choix et de protection de ce composant. A l'instar du thyristor, les structures et les modes de fonctionnement de la commande sont précisés à la fermeture et à l'ouverture. Les interfaces ne sont que rapidement évoquées (sans être étudiées) en s'appuyant sur des exemples industriels.

Toujours dans la lignée des transistors, le **MOS** apporte une **facilité de mise en œuvre** accrue pour des performances très proches des bipolaires. Pour terminer la description des composants principaux, le transistor IGBT est rapidement évoqué comme fusion des avantages des deux transistors précédents.

Pour terminer totalement, la dernière partie évoque le moyen de **constituer un commutateur réversible** en courant par association d'un transistor et d'une diode.

I. Introduction.....	3
II. Diode de puissance	3
II.1. Présentation.....	3
II.2. Fonctionnement du composant parfait	3
II.3. Composant réel et ses imperfections	3
II.4. Critères de choix d'une diode.....	4
II.5. Protection du composant.....	4
III. Thyristor	5
III.1. Présentation.....	5
III.2. Fonctionnement du composant parfait	5
III.2.1. Caractéristique et fonctionnement	5
III.2.2. Blocage par commutation naturelle	5
III.2.3. Blocage par commutation forcée	6
III.3. Composant réel	6
III.3.1. Caractéristique et limites de fonctionnement.....	6
III.3.2. Amorçage	6
III.3.3. Blocage	7
III.4. Choix d'un thyristor.....	7
III.5. Protection du composant.....	7
III.6. Circuits de commande de gâchette	7
III.6.1. Modélisation et commande de la gâchette	7
III.6.2. Mode de commande et précautions	7
III.6.2.1. Isolement magnétique par transformateur d'impulsions (T.I.)	8
III.6.2.2. Isolement optique par opto-coupleur ou fibre optique	9
IV. Transistor bipolaire de puissance	9
IV.1. Présentation	9
IV.2. Fonctionnement du composant parfait	9
IV.2.1. Fonctionnement et états du transistor	9
IV.2.2. Composant réel et limites de fonctionnement	10
IV.3. Choix d'un transistor.....	10
IV.4. Protection du composant.....	10
IV.5. Commutation du transistor	11
IV.5.1. A la fermeture	11
IV.5.2. A l'ouverture	11
IV.6. Interfaces de commande.....	11
IV.7. Application : analyse partielle d'un montage industriel.....	12
V. Transistor MOS et MOSFET de puissance	12
V.1. Présentation	12
V.2. Fonctionnement et modèles du composant parfait	12
V.3. Limites de fonctionnement	13
V.4. Circuits de puissance à transistors MOS	13
VI. Transistor IGBT : le mariage du bipolaire et du MOS.....	13
VII. Réversibilité en courant des transistors.....	13

I. Introduction

Les montages d'électronique de puissance font appel aux composants de l'électronique à semi-conducteurs. Mais ces derniers contrôlent des puissances importantes qui s'appuient sur des courants élevés atteignant le kilo ampère sous des tensions avoisinant aisément le kilovolt. De telles contraintes leur imposent de dissiper une puissance minimale pour cette opération. Ils doivent donc se comporter comme des **commutateurs** (c'est à dire des interrupteurs) aussi parfaits que possible.

Dans une structure d'électronique de puissance, le choix d'un type de composant est basée sur sa **commandabilité** à l'ouverture et à la fermeture, en tension ou en courant, et sa **réversibilité**. La réversibilité en tension est l'aptitude à supporter des tensions directes et inverses à l'état bloqué, tandis qu'en courant, il s'agit de l'aptitude à laisser passer des courants directs et inverses à l'état passant.

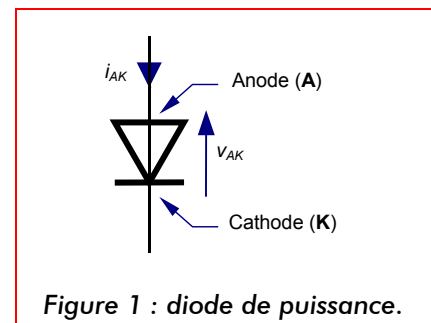
II. Diode de puissance

II.1. Présentation

La diode de puissance (**Figure 1**) est un composant non commandable (ni à la fermeture ni à l'ouverture).

Elle n'est pas réversible en tension et ne supporte qu'une tension anode-cathode négative ($v_{AK} < 0$) à l'état bloqué.

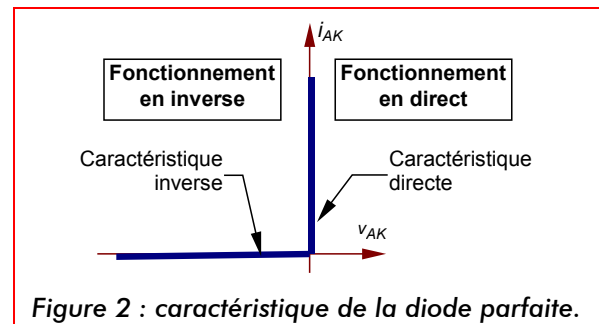
Elle n'est pas réversible en courant et ne supporte qu'un courant dans le sens anode-cathode positif à l'état passant ($i_{AK} > 0$).



II.2. Fonctionnement du composant parfait

Le fonctionnement de la diode s'opère suivant deux modes :

- diode passante, tension $v_{AK} = 0$ pour $i_{AK} > 0$
- diode bloquée, tension $i_{AK} = 0$ pour $v_{AK} < 0$



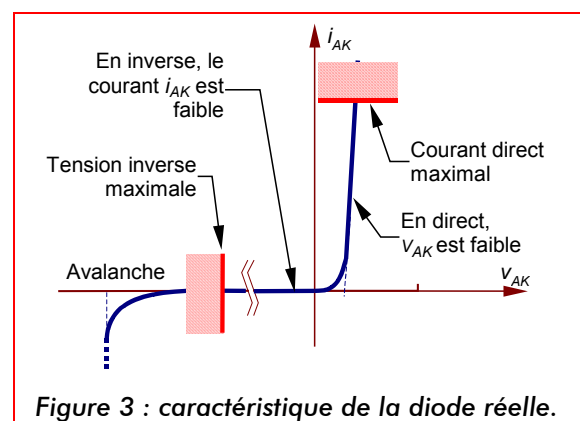
En résumé, une diode se comporte comme un interrupteur parfait dont les commutations sont exclusivement spontanées :

- il est fermé tant que le courant qui le traverse est positif (conventions de la **Figure 1**).
- il est ouvert tant que la tension à ses bornes est négative.

II.3. Composant réel et ses imperfections

Le fonctionnement réel est toujours caractérisé par ses deux états :

- à l'état passant : $v_{AK} \approx 0$, le courant direct est limité au **courant direct maximal** ;
- à l'état bloqué : $i_{AK} \approx 0$, la tension inverse est limitée (phénomène de claquage par avalanche) à la **tension inverse maximale**.



II.4. Critères de choix d'une diode

Avant tout dimensionnement en vue de choisir les composants, l'étude du fonctionnement de la structure de conversion d'énergie permet de tracer les chronogrammes de v_{AK} et i_{AK} .

Ce sont les valeurs extrêmes de ces grandeurs qui sont prises en considération :

- la **tension inverse** de v_{AK} à l'**état bloqué** ;
- le **courant moyen** de i_{AK} ($<i_{AK}>$) à l'**état passant** ;
- éventuellement, le **courant maximal répétitif** (sans durée prolongée).

Par sécurité de dimensionnement, on applique un coefficient de sécurité (de 1,2 à 2) à ces grandeurs. C'est avec ces valeurs que le choix du composant est réalisé. (Cf. document 1)

II.5. Protection du composant

Protection contre les surintensités

Cette protection est assurée par un **fusible ultra rapide** (UR) dont la contrainte thermique ($I^2.t$) est plus faible que celle de la diode. (Si bien qu'il « fond » avant la diode.)

Protection contre les surtensions

Les surtensions peuvent être atténuées en insérant un **circuit RC-série** en parallèle avec le commutateur (Figure 5) ou un **élément non linéaire** supplémentaire, la diode transil (Figure 5) : placée en parallèle avec l'élément ou en tête de l'installation, elle dissipe l'énergie de la surtension.

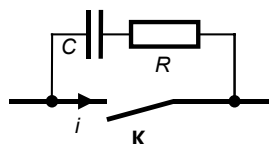


Figure 4 : protection avec circuit RC.

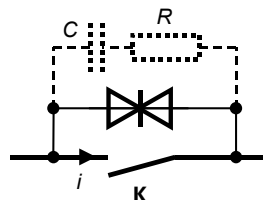


Figure 5 : protection avec diode transil.

Protection en dv/dt et di/dt

Les semi-conducteurs sont très sensibles aux variations brutales de tension et de courant qui apparaissent lors des commutations. **Contre les variations de courant**, on utilise une **inductance** (qui retarde le courant) tandis que le **condensateur** retarde la **tension** (Figure 6). Pour amortir les oscillations induites par le circuit LC, les **circuits d'aide à la commutation** (CALC) ou adoucisseurs sont insérés (Figure 7).

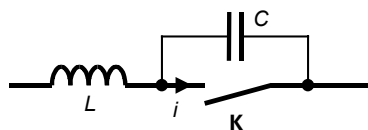


Figure 6 : protection avec inductance et condensateur.

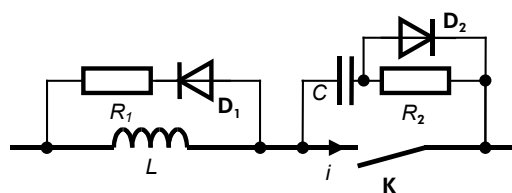


Figure 7 : protection avec circuit adoucisseur ou CALC.

Protection thermique

En fonctionnement normal, la jonction PN encoure le risque d'atteindre une température trop élevée (θ_{jmax} donnée par le constructeur). Pour palier cet inconvénient, le composant est monté sur un dissipateur thermique ou « radiateur » pour assurer l'évacuation de l'énergie thermique.

Après avoir calculé la puissance maximale dissipée par le composant (en utilisant son schéma équivalent : f_{cem} ou $\{f_{cem} + \text{résistance}\}$), on peut calculer la résistance thermique du radiateur à installer. (Cf. Fiche technique « Protection thermique des composants de puissance »).

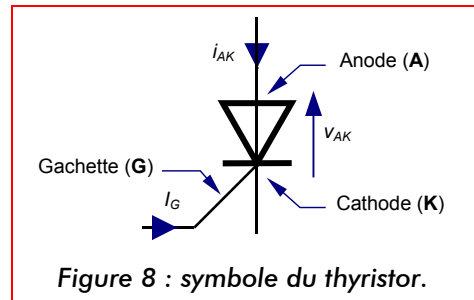
III. Thyristor

III.1. Présentation

Le thyristor est un composant commandé à la fermeture, mais **pas à l'ouverture** (Figure 8).

Il est réversible en tension et supporte des tensions v_{AK} aussi bien positives que négatives lorsqu'il est bloqué.

Il n'est pas réversible en courant et ne permet que des courants i_{AK} positifs, c'est à dire dans le sens anode-cathode, à l'état passant.



III.2. Fonctionnement du composant parfait

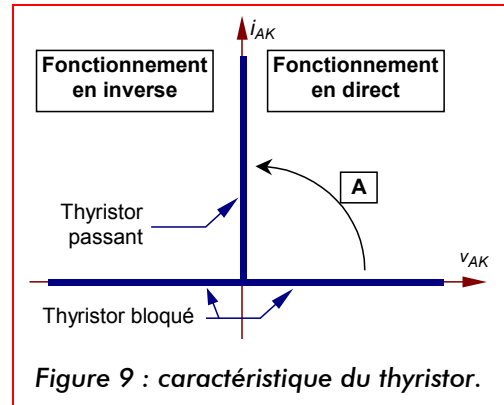
III.2.1. Caractéristique et fonctionnement

Le composant est **bloqué** si le courant i_{AK} est nul tandis que la tension v_{AK} est quelconque.

L'**amorçage** (A) est obtenu par un courant de gâchette i_G positif d'amplitude suffisante alors que la tension v_{AK} est positive.

L'état **passant** est caractérisé par une tension v_{AK} nulle et un courant i_{AK} positif.

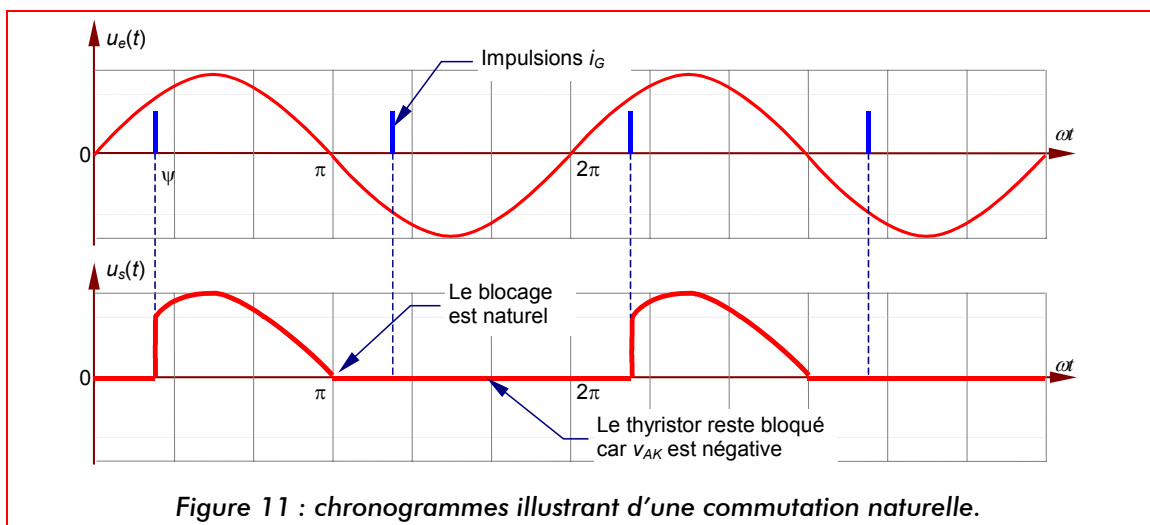
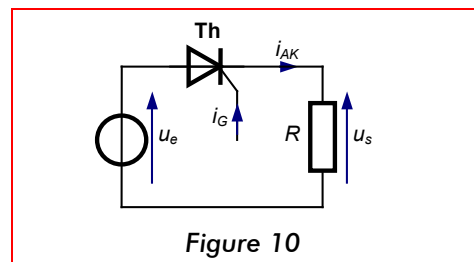
Le **blocage** (B) apparaît dès annulation du courant i_{AK} (commutation naturelle) ou inversion de la tension v_{AK} (commutation forcée).



III.2.2. Blocage par commutation naturelle

Ce blocage intervient par extinction naturelle du courant anode-cathode.

Le montage de la Figure 10 fournit un exemple de commutation naturelle qui se traduit par les chronogrammes de la Figure 11.



III.2.3. Blocage par commutation forcée

Ce blocage est imposé par la mise en conduction d'un autre composant, qui applique une tension négative aux bornes du thyristor, provoquant donc son extinction.

Les deux thyristors sont initialement bloqués. Dès que **ThP** est amorcé, il conduit et assure le courant i_p dans la charge.

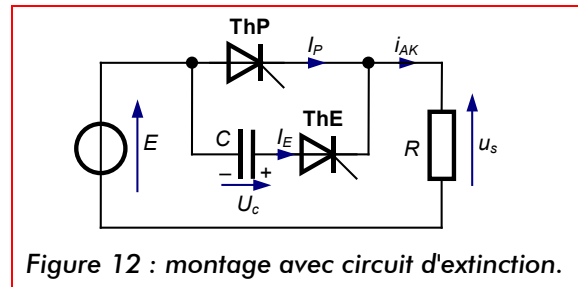


Figure 12 : montage avec circuit d'extinction.

Dès l'amorçage de **ThE**, la tension $v_{AK} = -u_c$ est donc négative et bloque **ThP**.

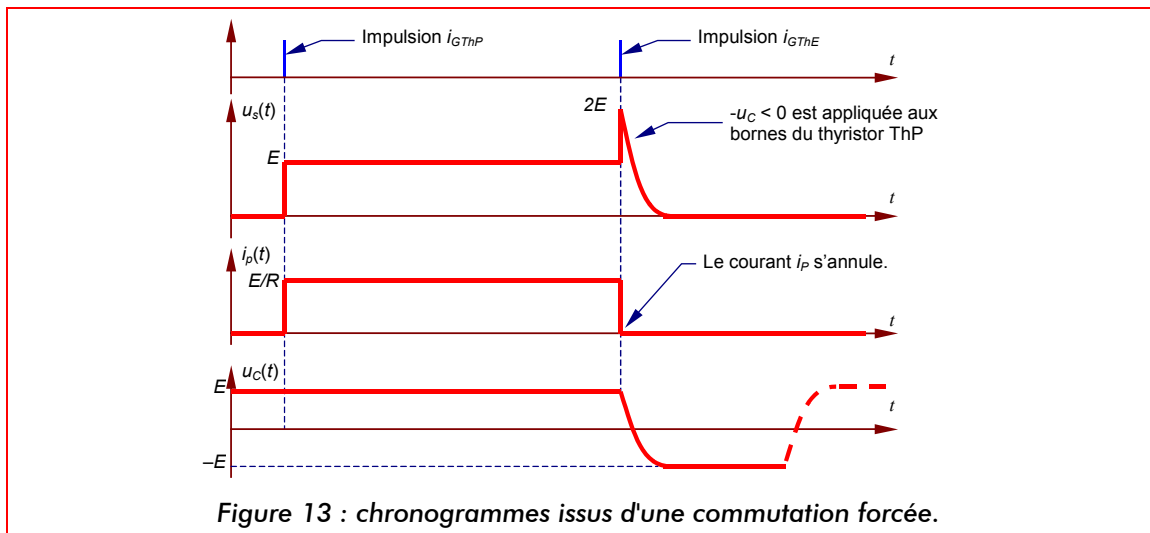


Figure 13 : chronogrammes issus d'une commutation forcée.

III.3. Composant réel

III.3.1. Caractéristique et limites de fonctionnement

Le fonctionnement réel est, comme pour une diode, caractérisé par ses deux états (Figure 14) :

- à l'état passant, $v_{AK} \approx 0$, le courant direct est limité par le **courant direct maximal**.
- à l'état bloqué, $i_{AK} \approx 0$, la tension inverse est limitée (phénomène de claquage par avalanche) par la **tension inverse maximale**.

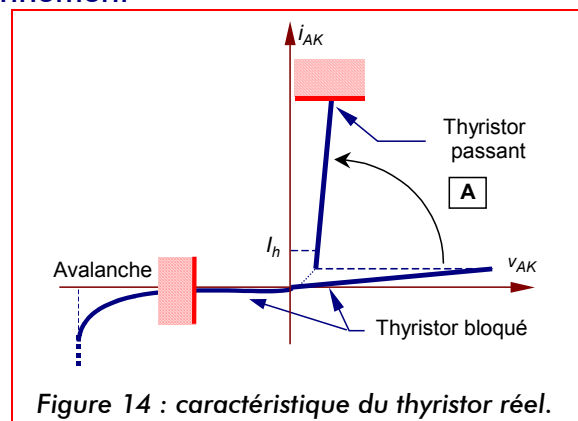


Figure 14 : caractéristique du thyristor réel.

III.3.2. Amorçage

Pour assurer l'amorçage du composant, l'impulsion de gâchette doit se maintenir tant que le courant d'anode n'a pas atteint le courant de maintien I_h .

La largeur de l'impulsion de gâchette dépend donc du **type de la charge** alimentée par le thyristor. Sa durée sera d'autant plus importante que la charge sera inductive (Figure 15).

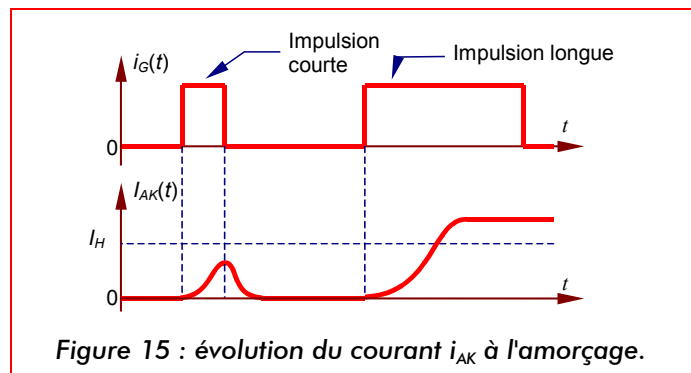
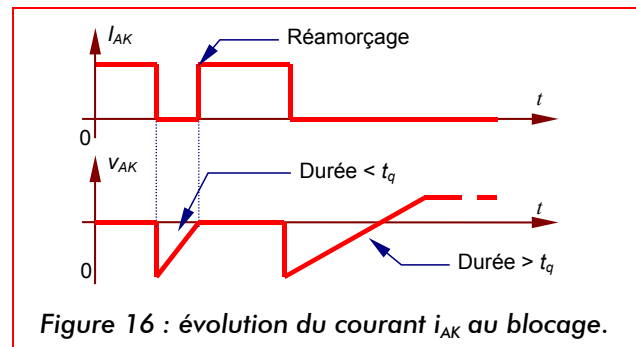


Figure 15 : évolution du courant i_{AK} à l'amorçage.

III.3.3. Blocage

Après annulation du courant i_{AK} , la tension v_{AK} doit devenir négative pendant un temps au moins égal au temps d'application de tension inverse t_q ($t_q \approx 100 \mu s$).

Si ce temps n'est pas respecté, le thyristor risque de se réamorcer spontanément dès que v_{AK} tend à redevenir positive, même durant un court instant (Figure 16).



III.4. Choix d'un thyristor

Après avoir établi les chronogrammes de fonctionnement du thyristor (v_{AK} et i_{AK}) dans le système envisagé, on calcule les valeurs extrêmes prises par :

- la **tension inverse** V_{RRM} ou directe V_{DRM} maximale de v_{AK} (à l'état bloqué) ;
- le **courant moyen** I_O ($= \langle i_{AK} \rangle$ à l'état passant) ;
- le **courant efficace** I_{AKeff} (à l'état passant).

De la même manière que la diode, on applique un coefficient de sécurité (de 1,2 à 2) à ces grandeurs. C'est avec ces valeurs que le choix du composant est réalisé. (Cf. document 2).

III.5. Protection du composant

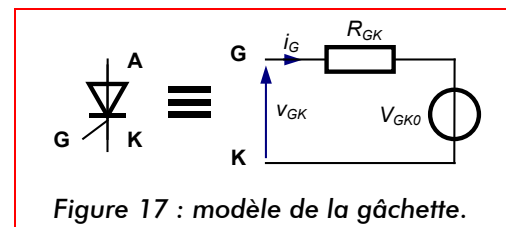
Protection contre les surintensités, les surtensions, les variations brusques et thermique

Pas de différence avec celles d'une diode. Le dimensionnement sera traité comme si le thyristor était dans les pires conditions de conduction, lorsqu'il est passant, donc équivalent à une diode.

III.6. Circuits de commande de gâchette

III.6.1. Modélisation et commande de la gâchette

La gâchette peut être assimilée à une diode de grande résistance dynamique : tension de seuil V_{GK0} et résistance R_{GK} (Figure 17). Pour provoquer l'amorçage, on doit établir dans la gâchette un courant i_G de quelques centaines de mA tant que le courant d'anode n'a pas atteint I_h .



Pour amorcer, on peut utiliser une impulsion simple. Mais une rafale d'impulsions chacune susceptible d'amorcer le composant (largeur suffisante) est préférable pour « palier les ratés ».

III.6.2. Mode de commande et précautions

Les **signaux de commande** opèrent à des **niveaux de puissance** faibles. Pour assurer un courant suffisant dans la gâchette, un étage amplificateur adapte les signaux issus de la commande.

D'autre part, les **niveaux de tension** de la **partie puissance** sont **élevés** : la **séparation** par une **isolation galvanique** s'impose.

Enfin, dans les structures élaborées, la disposition des composants ne leur permet **pas les mêmes références de potentiel**.

Toutes ces fonctions s'intègrent dans l'ensemble entre la commande et les gâchettes (avant la puissance) pour constituer un circuit d'interfaçage qui a pour but d'**isoler galvaniquement** le circuit de commande du circuit puissance (**Figure 18**).

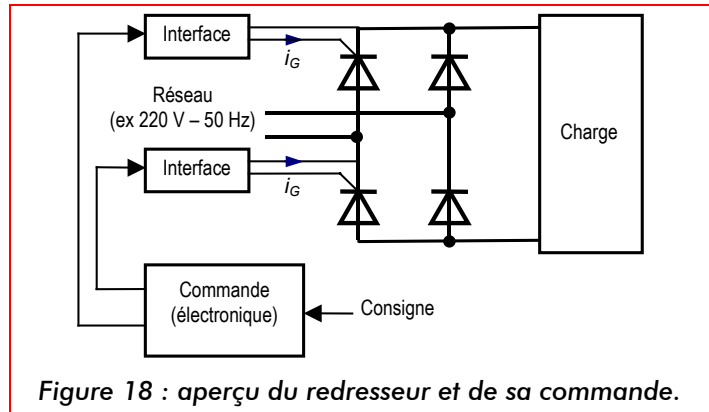


Figure 18 : aperçu du redresseur et de sa commande.

III.6.2.1. Isolement magnétique par transformateur d'impulsions (T.I.)

Un transformateur d'impulsions (Cf. Document 5) possède un circuit magnétique en **ferrote** pour minimiser les pertes fer. Son rapport de transformation est généralement unitaire (**Figure 19**).

Son utilisation normale a lieu dans la zone linéaire du matériau magnétique. Là, les relations qui s'appliquent sont :

- $u_1 = u_2 = N \frac{d\phi}{dt}$ (Faraday)
- $Ni_1 - Ni_2 = R\phi$ (Hopkinson).

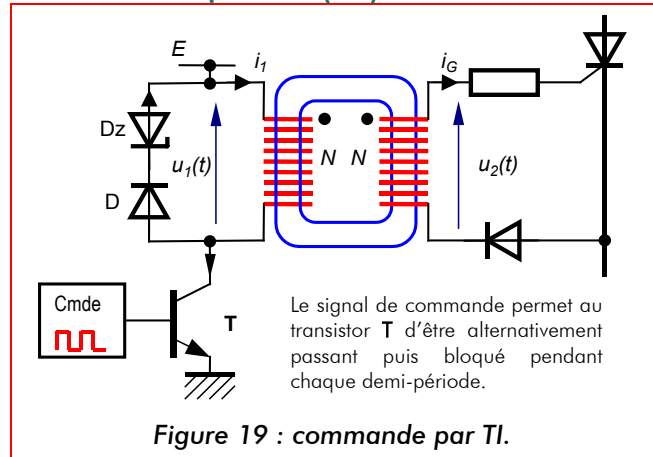


Figure 19 : commande par TI.

Pendant l'application d'une impulsion de commande à la base de **T**, la tension $u_2 = u_1 = E$ apparaît au secondaire du TI pour créer le courant d'amorçage i_G : c'est la **phase de magnétisation**.

Au blocage de **T**, les diodes **D** et **Dz** sont transitoirement passantes pour imposer une tension négative au primaire du TI. Ceci provoque la décroissance puis l'annulation du flux : c'est la **phase de démagnétisation**.

Exemple de carte de commande industrielle : la commande arccosinus

Dans le cas de la commande d'un redresseur, il faut assurer une évolution linéaire de la tension moyenne de sortie du pont. L'expression de celle-ci est proportionnelle au cosinus de l'angle d'amorçage. Si la commande d'amorçage varie suivant une fonction arccosinus, la relation entre la tension moyenne et la tension de commande externe sera linéaire.

Le schéma de la **Figure 20** représente une carte de commande de thyristor utilisée dans un pont redresseur commandé. Le potentiomètre P_1 permet de régler l'angle d'amorçage tandis que P_2 contrôle la largeur des impulsions de commande.

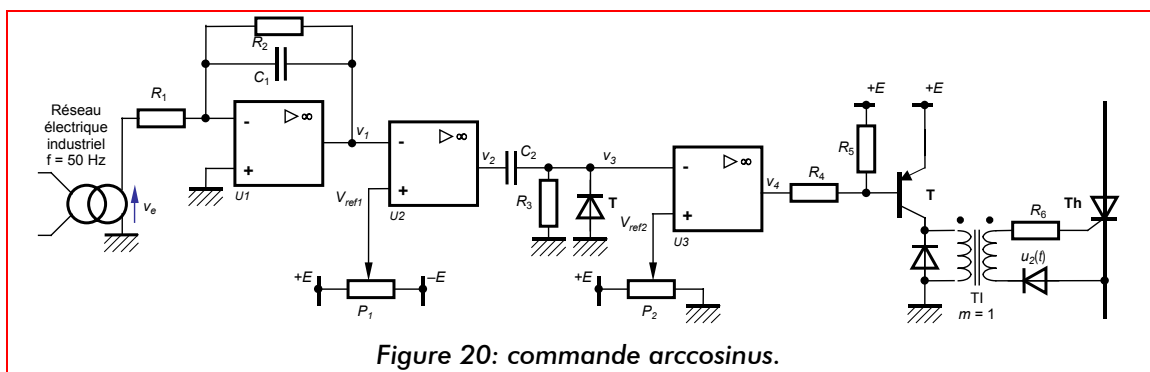


Figure 20: commande arccosinus.

III.6.2.2. Isolement optique par opto-coupleur ou fibre optique

L'isolement galvanique de l'impulsion de gâchette peut être obtenue par un intermédiaire optique : un opto-coupleur et/ou une fibre optique par exemple (Cf. Documents 6).

Sur la **Figure 21**, le transistor de sortie du composant est saturé lorsque la diode émissive envoie une énergie lumineuse suffisante. Il est bloqué sinon.

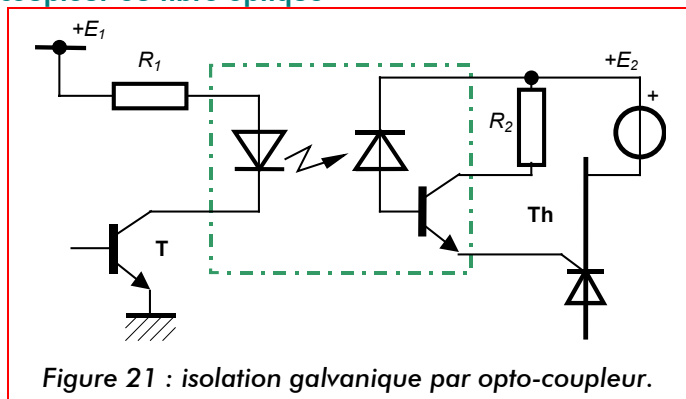


Figure 21 : isolation galvanique par opto-coupleur.

L'inconvénient majeur de cette solution est la nécessité d'une alimentation isolée E_2 référencée par rapport à la cathode du thyristor **Th** pour fournir l'énergie nécessaire au déblocage (donc une alimentation par composant si les cathodes ne sont pas communes).

Par contre, ce système possède l'avantage de pouvoir transmettre des impulsions longues, et il est insensible aux perturbations électromagnétiques.

Document 6 : autres exemples d'application d'opto-coupleurs.

Remarque : pour les systèmes fonctionnant dans un environnement perturbé sur le plan électromagnétique, ou lorsque la distance entre la carte de commande et le dispositif de puissance est important, l'isolation par fibre optique offre d'excellentes performances. Le principe de fonctionnement est le même.

IV. Transistor bipolaire de puissance

IV.1. Présentation

Parmi les deux types, NPN et PNP, le transistor de puissance existe essentiellement dans la première catégorie (**Figure 22**).

C'est un composant totalement commandé : à la fermeture et à l'ouverture. Il n'est **pas réversible en courant**, ne laissant passer que des courants de collecteur i_c positifs. Il n'est **pas réversible en tension**, n'acceptant que des tensions v_{CE} positives lorsqu'il est bloqué.

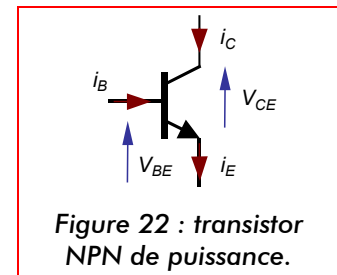


Figure 22 : transistor NPN de puissance.

IV.2. Fonctionnement du composant parfait

Le transistor possède deux types de fonctionnement : le mode en commutation (ou non linéaire) est employé en électronique de puissance tandis que le fonctionnement linéaire est plutôt utilisé en amplification de signaux.

IV.2.1. Fonctionnement et états du transistor

- **Transistor bloqué (B)** : état obtenu en annulant le courant i_B de commande, ce qui induit un courant de collecteur nul et une tension v_{CE} non fixée. L'équivalent est un commutateur ouvert.
- **Transistor saturé (S)** : ici, le courant i_B est tel que le transistor impose une tension v_{CE} nulle tandis que le courant i_c atteint une valeur limite dite de saturation, i_{Csat} . L'équivalent est un commutateur fermé.

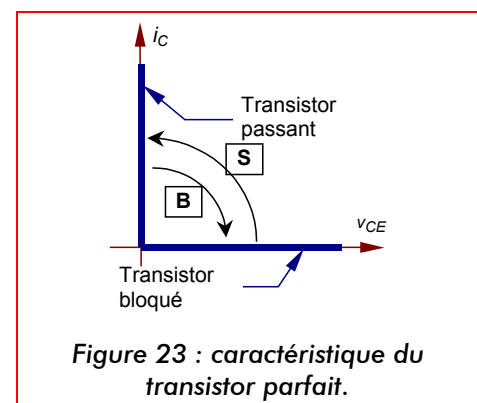
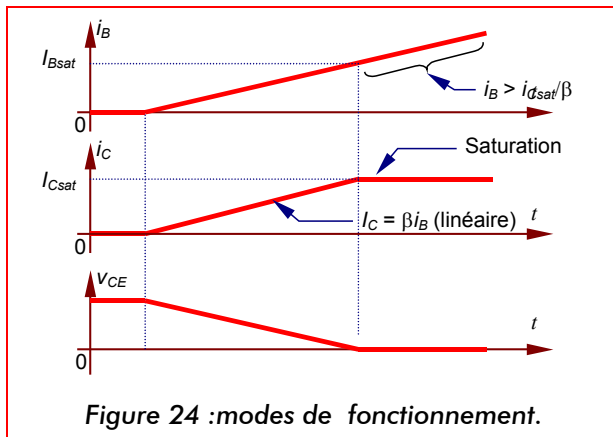


Figure 23 : caractéristique du transistor parfait.



Dans son mode de fonctionnement linéaire, le transistor se comporte comme une **source de courant** i_C commandée par le courant i_B . Dans ce cas, la tension v_{CE} est imposée par le circuit extérieur.

La **Figure 24** propose l'évolution des grandeurs entre le blocage, le fonctionnement linéaire et la saturation.

IV.2.2. Composant réel et limites de fonctionnement

Le composant réel subit quelques différences par rapport à l'élément parfait (Cf. document 3).

A l'état saturé

- le transistor est limité en puissance : courbe limite dans le plan (v_{CE}, i_C) , l'hyperbole de dissipation maximale ;
- le courant maximal moyen de collecteur est donc lui aussi limité (I_{Cmax}) ;
- la tension v_{CE} n'est pas tout à fait nulle ($V_{CEsat} \neq 0$).

A l'état bloqué

- la tension v_{CE} ne peut dépasser une tension (V_{CE0}) qui provoquerait de claquage de la jonction ;
- un courant résiduel dû aux porteurs minoritaires circule dans le collecteur (I_{CB0}).

IV.3. Choix d'un transistor

Après avoir établi les chronogrammes de fonctionnement (v_{CE} et i_C), on calcule les valeurs extrêmes prises par :

- la tension v_{CE} (à l'état bloqué) ;
- le courant maxi i_C (à l'état saturé).

Par sécurité de dimensionnement, on applique un coefficient de sécurité (1,2 à 2) à ces valeurs. Elles doivent être supportées par le composant choisi. (Cf. Document 3).

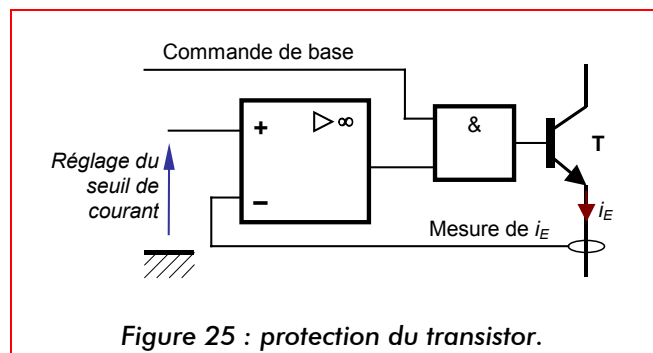
On doit ensuite déterminer le courant i_B ($> i_C/\beta$) que doit délivrer la commande.

IV.4. Protection du composant

Protection contre les court circuits

Les fusibles ne sont pas suffisamment rapides pour protéger les transistors. En effet ceux-ci « claquent » très rapidement lorsque le courant dépasse I_0 .

La protection est donc assurée par l'intermédiaire d'un circuit électronique qui mesure i_C ou i_E et interrompt la commande en cas de danger.



Protection thermique

La puissance dissipée, évacuée par un radiateur, a deux origines :

- **pertes en conduction**, $\langle v_{CE} \cdot i_C \rangle$ à l'état saturé car ces grandeurs ne sont pas nulles ;
- **pertes en commutation**, $\langle v_{CE} \cdot i_C \rangle$ car pendant les commutations courants et tensions coexistent.

IV.5. Commutation du transistor

Le passage de l'état saturé à l'état bloqué (ou inversement) ne s'effectue pas instantanément. Ce phénomène doit être systématiquement étudié si les commutations sont fréquentes (fonctionnement en haute fréquence), car il engendre des pertes qui sont souvent prépondérantes.

IV.5.1. A la fermeture

Un retard de croissance de i_C apparaît à la saturation. Le constructeur indique le temps de retard (*delay time*) noté t_d et le temps de croissance (*rise time*) noté t_r .

La tension V_{CE} est alors imposée par le circuit extérieur (charge, alimentation) et par l'allure de i_C .

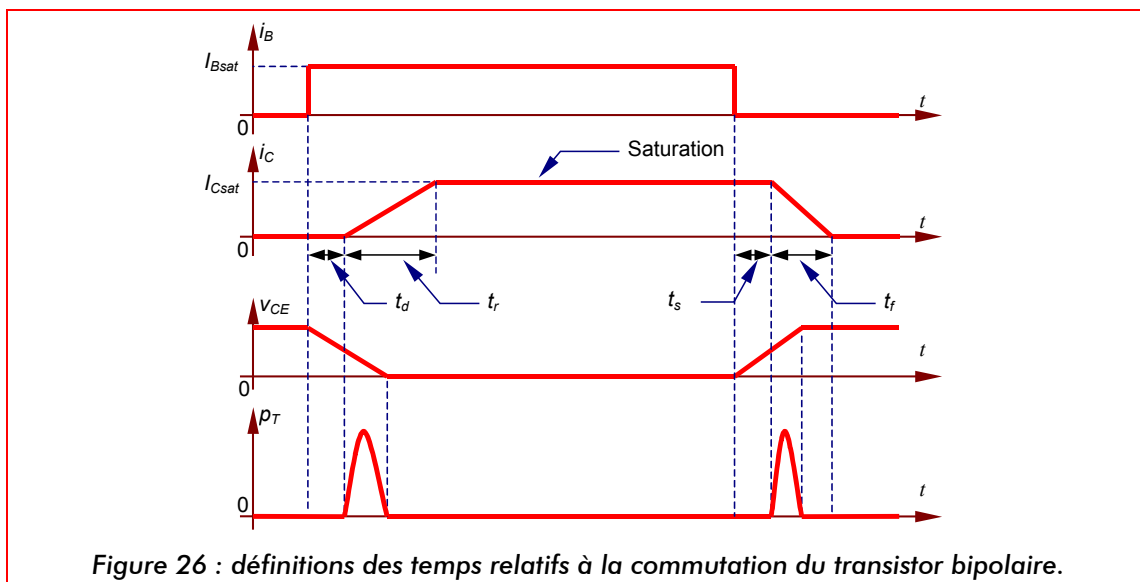


Figure 26 : définitions des temps relatifs à la commutation du transistor bipolaire.

IV.5.2. A l'ouverture

Le courant de collecteur i_C ne s'annule pas instantanément. Le constructeur indique le temps de stockage (*storage time*), noté t_s , correspondant à l'évacuation des charges stockées (ce temps dépend du coefficient de saturation $\beta \cdot i_B / i_{Csat}$) et le temps de descente (*fall time*) noté t_f .

Remarque : dans la pratique, les courants évoluent de manière plutôt « arrondie ». Pour en tenir compte, les temps sont référencés par rapport à 10% et 90% du maximum.

IV.6. Interfaces de commande

La réalisation d'interfaces de commande doit satisfaire plusieurs exigences, liées aux caractéristiques des transistors bipolaires :

- le gain en courant des transistors bipolaires étant faible, un courant de base important est souvent nécessaire, d'où la nécessité d'un étage **amplificateur de courant à transistors**, pouvant comporter plusieurs transistors en cascade ;
- pour assurer une désaturation rapide du transistor de puissance (diminution de t_s), le circuit d'interface doit être capable d'extraire les charges stockées dans sa base en faisant circuler un **courant i_b négatif** à l'instant du blocage (polarisation négative) ;

Remarque : il existe d'autres circuits ayant les mêmes buts et rassemblés sous l'appellation « circuit d'aide à la commutation » ou CALC.

- dans le cas de circuits de puissances en pont, il arrive fréquemment que les potentiels de la base de plusieurs transistors soient « flottants » (les références de tension sont différentes). Le remède à cette situation est l'**isolation galvanique** entre la commande et l'interface. Les solutions les plus souvent rencontrées sont les opto-coupleurs car les temps de commande plutôt faibles sont incompatible avec le produit $E \cdot \tau$ des transformateurs d'impulsions ;
- en outre, la plupart du temps, les circuits d'interface comportent certains composants permettant au transistor principal une saturation limitée (en empêchant son v_{CE} de devenir trop faible). Ceci assure un blocage rapide du composant. On y retrouve également des systèmes de protection en courant.

IV.7. Application : analyse partielle d'un montage industriel

Ce schéma (Document 7) présente une commande de transistors de puissance (2 BUX24 en parallèle).

Transistors T_1 , T_2 , T_B , T_D

T_1 et T_2 : structure Darlington pour augmenter le gain.

T_B : permet la commande de T_P .

T_D : permet de bloquer la commande de T_P par action du disjoncteur.

Transistors T_E , T_A ?

Circuit de la polarisation négative de la base de T_P (tirent le potentiel à une valeur négative).

Diode DAS

Assure l'évacuation de charges de la base au blocage dde T_P

r_{1v} , r_{α} , C et diodes associées

Circuits d'aide à la commutation (CALC).

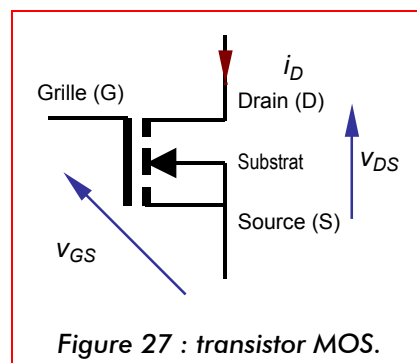
V. Transistor MOS et MOSFET de puissance

V.1. Présentation

Le transistor MOS est un composant totalement commandé : à la fermeture et à l'ouverture.

Il est rendu passant grâce à une tension v_{GS} positive (de l'ordre de 5 V). La grille est isolée du reste du transistor, ce qui procure une impédance grille-source très élevée. La grille n'absorbe donc aucun courant en régime permanent. La jonction drain-source est alors assimilable à une résistance très faible : R_{DSon} de quelques $m\Omega$.

On le bloque en annulant v_{GS} , R_{DS} devient alors très élevée.



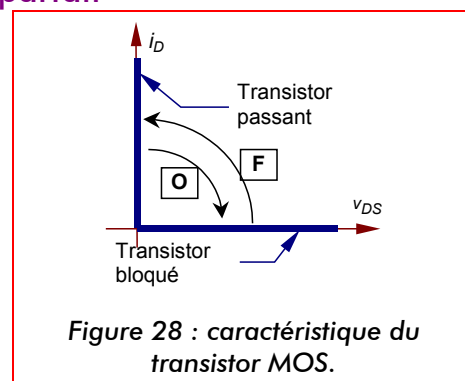
V.2. Fonctionnement et modèles du composant parfait

- **Transistor ouvert (O)** : état obtenu en annulant la tension v_{GS} de commande, procurant une impédance drain-source très élevée, ce qui annule le courant de drain i_D . La tension v_{DS} est fixée par le circuit extérieur.

L'équivalent est un commutateur ouvert.

- **Transistor saturé (F)** : une tension v_{GS} positive rend R_{DS} très faible et permet au courant i_D de croître.

L'équivalent est un commutateur fermé.



Remarque

A l'instar du transistor bipolaire, le transistor MOS possède également un mode de fonctionnement linéaire mais qui n'est pas utilisé en électronique de puissance. Il se comporte alors comme une résistance (R_{DS}) commandée en tension (v_{GS}).

V.3. Limites de fonctionnement

Comparables à celles des transistors bipolaires (Cf. document 4).

V.4. Circuits de puissance à transistors MOS

Les interfaces sont beaucoup plus simples que pour les transistors bipolaires, car les transistors MOS sont commandés en tension (le courant de grille très faible est sans influence). Ils peuvent donc être directement commandés par un simple circuit numérique en logique TTL ou CMOS.

Les seuls problèmes qui apparaissent sont liés aux potentiels de source élevés ou flottants. Les solutions adoptées sont les mêmes que pour les transistors bipolaires (opto-coupleurs : Cf. Document 6).

Le document 8 présente la commande d'un transistor MOS.

VI. Transistor IGBT : le mariage du bipolaire et du MOS

Pour mémoire, citons le transistor IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Ce transistor est l'association d'un bipolaire (collecteur et émetteur) et d'un transistor MOSFET. Il mixe les performances en courant entre collecteur et émetteur et la commande en tension par sa grille.

Ses caractéristiques sont reprises de celles du transistor bipolaire : V_{CEsat} et i_{Csat} .

VII. Réversibilité en courant des transistors

Les transistors bipolaires et MOS sont des composants que l'on pourrait qualifier « un quadrant » : équivalents à un interrupteur, la **tension et le courant** sont **exclusivement positifs**. Il faudrait étendre leurs caractéristiques en les associant à d'autres éléments pour en faire des **commutateurs réversibles en courant**. Grâce à cette adaptation, l'assemblage peut faire circuler des courants inverses au sens « privilégié » du transistor seul.

Cette solution est envisageable en plaçant une diode anti-parallèle (Figure 29 et Figure 30).

